

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-028378

(43)Date of publication of application : 27.01.1998

(51)Int.Cl.

H02M 7/155
 H02M 1/12
 H02M 7/162
 H02M 7/48
 H02M 7/757
 H02P 7/63
 // H02J 3/18

(21)Application number : 08-181800

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 11.07.1996

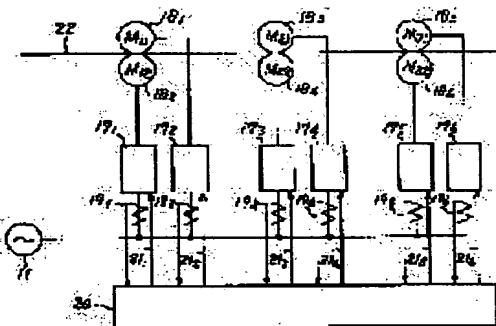
(72)Inventor : HIRATA AKIO

(54) METHOD FOR CONTROLLING POWER CONVERTER AND METHOD FOR CONTROLLING POWER CONVERTING SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the operating efficiencies of power converters by reducing the power losses in the converters by controlling the operating states of the converters by variably controlling the switching frequencies of the converters, corresponding to the load quantities of the converters and changing the switching losses of the converters, corresponding to the load quantities.

SOLUTION: Detectors 191-196 respectively detect the load quantities of power converters 171-176, and a control section 20 outputs compound signals 211-216 for the switching frequencies of the converters 171-176. The converters 171-176 variably control their switching frequencies for PMW control, based on the signals 211-216. The control section 20 outputs the command signals 211-216, so that a flowing out harmonic current can be suppressed to a low value as compared with the total AC power supplied from a AC power source 11, and the switching loss of the whole power converting system can be reduced.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 15.06.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 22.06.2001

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-28378

(43)公開日 平成10年(1998)1月27日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 02 M	7/155	8726-5H	H 02 M	Z
	1/12		1/12	
	7/162	8726-5H	7/162	
	7/48	8110-5H	7/48	F
		8110-5H		Q

審査請求 未請求 請求項の数 7 OL (全 9 頁) 最終頁に続く

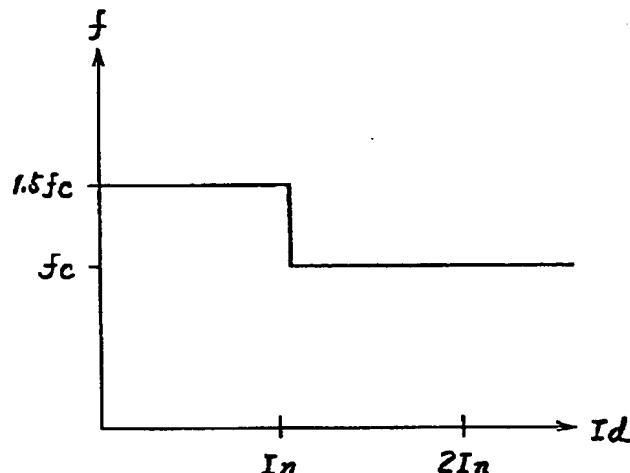
(21)出願番号	特願平8-181800	(71)出願人	000003078 株式会社東芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
(22)出願日	平成8年(1996)7月11日	(72)発明者	平田 昭生 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝 府中工場内

(54)【発明の名称】電力変換装置の制御方法及び電力変換システムの制御方法

(57)【要約】

【課題】電力変換装置の高調波流出電流を抑制するとともに、運転時の総合的な電力損失を減少させて、運転効率を向上させる。

【解決手段】PWM制御によって交流電力を直流電力に変換するコンバータを有する電力変換装置を制御する場合、前記電力変換装置の負荷量 I_d に対応して前記コンバータのスイッチング周波数 f を可変制御し、前記コンバータのスイッチング損失を負荷量に対応して変化させ、運転状態により電力損失を減少させ、総合運転効率を向上させる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 PWM制御によって交流電力を直流電力に変換するコンバータを有する電力変換装置を制御する場合、前記電力変換装置の負荷量に対応して前記コンバータのスイッチング周波数を可変制御し、前記コンバータのスイッチング素子のスイッチング損失を負荷量に対応して変化させることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

【請求項2】 請求項1に記載の電力変換装置の制御方法において、前記負荷量が所定負荷量を越えて増加したとき、前記コンバータのスイッチング周波数を減少させ、高負荷時の前記スイッチング素子のスイッチング損失を抑制して、高負荷時の運転効率を向上させることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

【請求項3】 請求項1に記載の電力変換装置の制御方法において、前記負荷量が所定負荷量を越えて増加したとき、前記コンバータのスイッチング周波数を増加させ、低負荷時にスイッチング周波数を低くして前記スイッチング素子のスイッチング損失を減少させ、低負荷時の運転効率を向上させることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

【請求項4】 請求項2又は請求項3に記載の電力変換装置の制御方法において、負荷量に対応してスイッチング周波数を変化させる場合、特定の変化比率でステップ状に変化させ、交流電源に流出する高調波電流の次数を近接させることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

【請求項5】 PWM制御によって交流電力を直流電力に変換するコンバータを有する電力変換装置を複数台備え、それぞれ同一の交流系統から受電して負荷機械を運転する電力変換システムを制御する場合、それぞれの電力変換装置を請求項1乃至請求項4に記載のいずれかの制御方法を用いて制御し、それぞれの電力変換装置の負荷量に基づいて電力変換システム全体として、高調波流出電流を抑制するとともにスイッチング損失を減少させるようにそれぞれの電力変換装置のスイッチング周波数を変化させ、システム全体の総合運転効率を向上させ、交流系統側へ流出する高調波電流の総和を抑制することを特徴とする電力変換システムの制御方法。

【請求項6】 請求項5に記載の電力変換システムの制御方法において、スイッチング動作速度の速いスイッチング素子であるコンバータを有する第2電力変換装置を加えて前記電力変換システムを構成し、複数台の電力変換装置を請求項1乃至請求項4に記載のいずれかの制御方法を用いて2種類のスイッチング周波数で制御し、前記第2電力変換装置を前記電力変換装置のスイッチング周波数より充分に高いスイッチング周波数で制御して、少なくとも3種類のスイッチング周波数で運転することによって、交流系統側に流出する高調波電流をきめ細かく抑制制御することを特徴とする電力変換システムの制御方法。

【請求項7】 請求項6に記載の電力変換システムの制御方法において、前記電力変換装置のコンバータのスイッチング素子として電流駆動形スイッチング素子を用い、前記第2電力変換装置のコンバータのスイッチング素子として電圧駆動形スイッチング素子を用い、前記第2電力変換装置のスイッチング周波数を前記電力変換装置のスイッチング周波数より充分高くし、交流系統側に流出する高調波電流をきめ細かく抑制制御することを特徴とする電力変換システムの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、PWM制御により交流電力を直流電力に変換するコンバータを有する電力変換装置及びシステムの制御方法に係り、特にその運転効率の向上と交流電源へ流出する高調波電流を抑制するようにした電力変換装置及びシステムの制御方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 NPCインバータ（中性点クランプ式インバータ）はPWM制御により直流電力を交流電力に変換するものとして用いられているが、可逆の電力変換が可能であり、PWM制御により交流電力を直流電力に変換するコンバータとして使用することができる。NPCインバータの文献として、電気学会論文誌D、116巻4号、平成8年、412～419頁に「NPCインバータのパルス幅制限による波形歪みをなくすPWM制御方式と中性点電位制御」が記載されている。この論文によると、PWM制御によって交流電力を直流電力に変換することが示され、また、スイッチング素子としてGTO（ゲートターンオフサイリスタ）を使用して数百Hzのスイッチング周波数で運転することが示されている。

【0003】 このようなNPCインバータをPWM制御によって交流電力を直流電力に変換するコンバータとして使用する電力変換装置を図7を示す。この電力変換装置は、交流電源11の交流電力をコンバータ12によりPWM制御して直流電力に変換し、この直流電力をコンデンサ13、14で平滑化し、平滑化された直流電力をインバータ15で再び所望の交流電力に変換し、負荷16に供給するものである。

【0004】 コンバータ12は3組の電力変換回路12R、12S、12Tで構成され、各電力変換回路12R、12S、12Tは、交流端子R、S、Tと直流端子P、N及び中性点端子Cを有し、交流端子R、S、Tが交流電源11に接続され、直流端子P、Nが直流母線P、Nに接続される。また、直流母線P、N間にP、N間の直流電圧を分圧して中性点電位Cを得る2個のコンデンサ13、14の直列回路が接続され、この中性点電位Cに各電力変換回路12R、12S、12Tの中性点端子Cが接続される。

【0005】 各電力変換回路12R、12S、12Tの

内部は同じように構成され、それぞれダイオードD1～D4が逆並列に接続されたスイッチング素子S1～S4が直列接続されて直流端子P, Nに接続され、スイッチング素子S2とS3の接続点が交流端子R, S, Tにそれぞれ接続される。また、2個のダイオードD5, D6の直列回路がダイオードD2, D3と同一向きで並列接続され、ダイオードD5とD6の接続点が中性点端子Cに接続される。

【0006】スイッチング素子S1, S2及びダイオードD1, D2が正側アームとして機能し、スイッチング素子S3, S4及びダイオードD3, D4が負側アームとして機能する。また、ダイオードD5, D6が中性点クランプダイオードとして機能する。スイッチング素子S1～S4は、一般にGTOやIGBT（ゲート絶縁形バイポーラトランジスタ）などの自己消弧形スイッチング素子が使用される。

【0007】この電力変換装置のコンバータ12では、スイッチング素子S1～S4のオンオフ動作を選択して制御するPWM制御によって交流電源11から入力される交流電力を所望の直流電力に変換することができる。また、交流電力をPWM制御する時、交流電源11側から見ると、スイッチング素子S1～S4のスイッチング周波数の2倍の周波数でPWM制御される場合と同等のスイッチング周波数となり、交流電源11へ流出する高調波電流も少なくなる。

【0008】このように、交流電力をPWM制御によって直流電力に変換すると、交流電源11の電流に含まれる高調波電流成分が変化すること、スイッチング周波数を高くすると高調波電流成分が減少することが知られている。

【0009】一方、最近のパワーエレクトロニクス機器の普及に伴い、これら機器から発生する高調波電流により、電力系統の電圧歪みが増大し、同電力系統に接続された他の機器への影響が顕在化している。このような状況から資源エネルギー庁では高調波抑制対策を円滑に進めるための検討を行い、「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」を制定（平成6年9月30日）し、各需要家側で高調波流出電流を抑制することを期待している。

【0010】各需要家は契約電力に対応して受電点で電力系統へ流出する高調波電流を前記ガイドラインの規制値以内にしなければならない。このように高調波流出電流を減少させるためには、図7に示すような電力変換装置を使用して、機器自身の発生する高調波電流を抑制することが望ましい。

【0011】コンバータ12に用いられるスイッチング素子S1～S4は、前述するようにGTOやIGBTが使用され、その電力損失は、電流通電時に発生する導通損失(P_i)と、スイッチング素子が非導通状態から導通状態へ移行するときに発生するオン損失(P_{on})と、

スイッチング素子が導通状態から非導通状態へ移行するときに発生するオフ損失(P_{off})の3つの損失の総和($P_i + P_{on} + P_{off}$)となる。導通損失(P_i)はスイッチング素子の電圧降下がほぼ一定となるので通電電流にほぼ比例する。また、スイッチング損失($P_{on} + P_{off}$)はスイッチングする度に発生するのでほぼスイッチング周波数に比例する。

【0012】スイッチング素子S1～S4は、その種別により最大スイッチング周波数が制限され、電流駆動形スイッチング素子であるGTOならば500Hzなど数百Hz、電圧駆動形スイッチング素子であるIGBTならば5KHzなど数KHz～10KHz程度のスイッチング周波数で使用される。また、スイッチング素子S1～S4に許容される最大電力損失は、冷却条件などにより制限される。

【0013】大容量の電力変換装置では、スイッチング素子S1～S4としてGTOを使用する場合が多く、例えば、スイッチング周波数が500Hzで所定負荷量のとき、GTOの電力損失は約6KW程度になり、その内訳は次のようになる。

【0014】導通損失(P_i) = 約 1.8KW
オン損失(P_{on}) = 約 1.0KW
オフ損失(P_{off}) = 約 3.2KW

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の電力変換装置は、PWM制御により交流電力を直流電力に変換するとき、スイッチング素子S1～S4で発生するスイッチング損失($P_{on} + P_{off}$)が比較的大きいために、スイッチング周波数を高くして電力変換装置の発生する高調波電流を低減しようとすると、GTOの電力損失が増加して運転効率が低下するという問題があり、次のような条件を満たす運転が望まれる。

- (1) 各電力変換装置の高調波流出電流が前記ガイドラインの規制値を満たすように、スイッチング素子をできるだけ高いスイッチング周波数で動作させる。
- (2) 低負荷時に、導通損失(P_i)は負荷電流に対応して減少するが、スイッチング損失($P_{on} + P_{off}$)は余り変化しないためスイッチング周波数を高くすると運転効率が低下するので、低負荷時に運転効率が低下しないようにする。
- (3) 負荷電流が増加すると高調波流出電流も増加するのでスイッチング周波数をできるだけ高くして高調波流出電流を抑制することができるが、スイッチング素子の冷却条件で定まる最大許容電力損失を越えないようにする。

【0016】本発明は、上述の問題に鑑みてなされたもので、電力変換装置の高調波流出電流を抑制するとともに、運転時の総合的な電力損失を減少させて、運転効率を向上させることができる電力変換装置及びシステムの制御方法を提供することを目的としている。

【0017】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明の電力変換装置の制御方法は、PWM制御によって交流電力を直流電力に変換するコンバータを有する電力変換装置を制御する場合、前記電力変換装置の負荷量に対応して前記コンバータのスイッチング周波数を可変制御する手段を備え、前記コンバータのスイッチング損失を負荷量に対応して変化させ、運転状態により電力損失を減少させ、運転効率を向上させる。(請求項1)

更に、前記負荷量が増加し所定負荷量を越えると、前記コンバータのスイッチング周波数を減少させる手段を備え、負荷量が所定負荷量を越える高負荷時のスイッチング損失を抑制して、高負荷時の運転効率を向上させる。

(請求項2)

更に、前記負荷量が増加し所定負荷量を越えると前記コンバータのスイッチング周波数を増加させる手段を備え、軽負荷時のスイッチング周波数を低くしてスイッチング損失を減少させ運転効率を向上させ、高負荷時に交流電源側へ流出する高調波電流を抑制する。(請求項3)

更に、前記負荷量に対応してスイッチング周波数を減少させる場合、特定の変化比率(例えば2/3或いは1.5)でステップ状に変化させる手段を備え、交流電源側へ流出する高調波電流の次数を近似させ、高調波電流の流出を防止するフィルタ回路の構成を容易にする。(請求項4)

また、本発明の電力変換システムの制御方法は、PWM制御によって交流電力を直流電力に変換するコンバータを有する電力変換装置を複数台備え、それぞれ負荷機械を運転する電力変換システムを制御する場合、それぞれの電力変換装置を上述電力変換装置の制御方法のいずれかの制御方法を用いて制御し、それぞれの電力変換装置の負荷量に基づいて電力変換システム全体として、高調波流出電流を抑制するとともにスイッチング損失を減少させるようにそれぞれの電力変換装置のスイッチング周波数を変化させ、システム全体の総合運転効率を向上させ、交流電源側へ流出する高調波電流の総和を抑制する。(請求項5)

更に、スイッチング動作速度の速いスイッチング素子となるコンバータを有する第2電力変換装置を加えて前記電力変換システムを構成し、複数台の電力変換装置を上

$$P = P_i + P_{on} + P_{off} = 1.8 + 1.0 + 3.2 = 6.0 \text{ KW} \quad (1)$$

スイッチング周波数が1.5fcのままで負荷量が2倍(2In)になると、導通損失(Pi)が約2倍になり、電力損失Pは下記(2)式から7.8KWとなり、

$$P = 2P_i + P_{on} + P_{off} = 2*1.8 + 1.0 + 3.2 = 7.8 \text{ KW} \quad (2)$$

しかし、負荷量が2Inの場合に、スイッチング周波数をfcに減少させるとスイッチング損失(Pon+Poff)が約2/3に減少し、電力損失Pは下記(3)式から6.4KWとなり、0.4KWしか増加しない。(図2(b))

述電力変換装置の制御方法のいずれかの制御方法による2種類のスイッチング周波数で制御し、前記第2電力変換装置を前記電力変換装置のスイッチング周波数より充分に高いスイッチング周波数で制御して、少なくとも3種類のスイッチング周波数で運転することによって、交流系統側に流出する高調波電流をきめ細かく抑制制御する。(請求項6)

更に、前記電力変換装置のコンバータのスイッチング素子として電流駆動形スイッチング素子を用い、前記第2電力変換装置のコンバータのスイッチング素子として電圧駆動形スイッチング素子を用い、前記第2電力変換装置のスイッチング周波数を前記電力変換装置のスイッチング周波数の10倍近く高くし、交流系統側に流出する高調波電流をきめ細かく抑制制御する。(請求項7)

【0018】

【発明の実施の形態】本発明による電力変換装置の制御方法の実施例について以下に説明する。図1は本発明の請求項1、2及び請求項4に係る実施例を示したもので、電力変換装置における負荷量Idとスイッチング周波数fの関係を示し、電力変換装置としては図7に示したものを適用するものとし、負荷量Idはコンバータ12の入力電流或いは出力電流であり、スイッチング周波数fはスイッチング素子S1～S4をPWM制御するキャリア周波数である。図1に示すように、コンバータ12の負荷量Idが所定負荷量In以下の領域では、1.5fcのスイッチング周波数でPWM制御を行い、負荷量Idが所定負荷Inを越えるとスイッチング周波数をfcに減少させる。図2はこのようにスイッチング周波数fを変化させた場合のコンバータ12のスイッチング素子S1～S4における電力損失を示したもので、図2(a)は負荷量Inでスイッチング周波数が1.5fcの場合、図2(b)は負荷量2Inでスイッチング周波数がfcの場合を示したものである。

【0019】スイッチング周波数が1.5fcのとき500Hzに対応し、負荷量Inで前述した電力損失が発生するGTOを例にとると、負荷量Inでスイッチング周波数が1.5fcの場合、電力損失Pは導通損失(Pi)とオン損失(Pon)とオフ損失(Poff)の総和となり、下記(1)式から6.0KWになる。(図2(a))

【0020】

【数1】

$$1.8 + 3.2 = 6.0 \text{ KW} \quad (1)$$

1.8KWだけ増加する。

【0021】

【数2】

$$2*1.8 + 1.0 + 3.2 = 7.8 \text{ KW} \quad (2)$$

6.4KWとなり、0.4KWしか増加しない。(図2(b))

【0022】

【数3】

$$P = 2P_i + 2/3(P_{on} + P_{off}) = 2*1.8 + 2/3(1.0+3.2) = 6.4 \text{ KW} \quad (3)$$

このように負荷量 I_d に対応してスイッチング周波数 f を制御すると、負荷量 I_d が大きくなつて導通損失 (P_i) が増加しても、オン損失 (P_{on}) とオフ損失 (P_{off}) を減少させることができ、負荷量 I_d が大きくなつても電力損失が負荷量 I_d に対応して増加することなく高負荷時の電力損失を抑制することができる。従って、本実施例によれば、低負荷時の高調波流出電流を抑制するとともに、高負荷時の電力変換装置の運転効率を向上させることができる。

【0023】図3は本発明の請求項1、3及び請求項4に係る実施例を示したもので、電力変換装置における負荷量 I_d とスイッチング周波数 f の関係を示し、その他の条件は上記実施例と同様とする。

【0024】この実施例では、コンバータ12の負荷量 I_d が所定負荷 I_n 以下の領域では、 f_c のスイッキン

$$P = P_i + 2/3(P_{on} + P_{off})$$

負荷量 $2I_n$ でスイッチング周波数が $1.5f_c$ (図4(b)) の場合、導通損失 (P_i) が約2倍になり、電力損失 P は(5)式から 7.8 KW となる。

$$P = 2P_i + P_{on} + P_{off} = 2*1.8 + 1.0 + 3.2 = 7.8 \text{ KW} \quad (5)$$

このように負荷量 I_d に対応してスイッチング周波数 f を増加させると、高負荷時にはスイッチング損失 ($P_{on} + P_{off}$) が増加するが高調波流出電流を負荷量 I_d に対応して抑制することができる。また、低負荷時にはスイッチング周波数 f が減少するからスイッチング損失 ($P_{on} + P_{off}$) が減少し、運転効率を向上させることができる。

【0028】以上の実施例に示すように、スイッチング周波数を可変制御するとき、 $2/3$ に減少させるか、 1.5 倍に増加させることによって、高次の高調波が近接するので、高次高調波流出電流を抑制するフィルタ回路を設ける場合も容易になり、スイッチング周波数 f を3相PWM制御コンバータのキャリア周波数として最適化でき、交流電源11の電源周波数とスイッチング周波数のビート現象も防止することができる。

【0029】次に、本発明による電力変換システムの制御方法の実施例について説明する。図5は本発明の請求項5に係る実施例を示したもので、11は交流電源、 $17_1 \sim 17_6$ は図7に示した電力変換装置、 $18_1 \sim 18_6$ は電動機等の負荷機械、 $19_1 \sim 19_6$ は負荷量 I を検出するための検出器、20は電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ のスイッチング周波数を決定するための指令信号 $21_1 \sim 21_6$ を与える制御部、22は原料の加工を行う負荷ラインであり、製造プロセスラインを制御する電力変換システムの構成を示したものである。

【0030】上記構成において、各電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ は交流電源11の電力を所望の電力に変換して負荷機械 $18_1 \sim 18_6$ を駆動し、負荷ライン22の原

グ周波数でPWM制御を行い、負荷量 I_d が所定負荷 I_n を越えるとスイッチング周波数を $1.5f_c$ に増加させる。図4はこのようにスイッチング周波数 f を変化させた場合のコンバータ12のスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ における電力損失を示したもので、図4(a)は負荷量 I_n でスイッチング周波数が f_c の場合、図4(b)は負荷量 $2I_n$ でスイッチング周波数が $1.5f_c$ の場合を示したものである。

【0025】負荷量 I_n でスイッチング周波数が f_c (図4(a)) の場合、スイッチング周波数が $1.5f_c$ から $2/3$ に減少するのでスイッチング損失 ($P_{on} + P_{off}$) が約 $2/3$ に減少し、電力損失 P は(4)式から 4.6 KW となる。

【0026】

【数4】

$$= 1.8 + 2/3(1.0+3.2) = 4.6 \text{ KW} \quad (4)$$

【0027】

【数5】

料を運搬しながら加工して製品とする。

【0031】このような電力変換システムにおいては、負荷機械 $18_1 \sim 18_6$ は順次高負荷となり、全ての負荷機械 $18_1 \sim 18_6$ が同時に高負荷となる場合は少なく、通常の運転状態では一部の負荷機械のみが高負荷となり、他の負荷機械は低負荷となっているのが一般的である。このような運転状態において、各検出器 $19_1 \sim 19_6$ によってそれぞれの電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ の負荷量 I を検出し、制御部20はそれぞれの負荷量 I に応じてスイッチング周波数の指令信号 $21_1 \sim 21_6$ を出力し、各電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ はこの指令信号 $21_1 \sim 21_6$ に基づいて上述したようにPWM制御のスイッチング周波数 f を可変制御する。

【0032】この場合、制御部20は交流電源11より給電される合計の交流電力に対して高調波流出電流を低い値に抑制するようにスイッチング周波数の指令信号 $21_1 \sim 21_6$ を出力し、また、この電力変換システム全体のスイッチング損失が減少するようにスイッチング周波数の指令信号 $21_1 \sim 21_6$ を出力する。

【0033】従つて、本実施例によれば、電力変換システム全体に対する高調波流出電流を抑制するとともに、運転効率を向上させることができる。図6は本発明の請求項6、7に係る実施例を示したもので、 23_1 と 23_2 は原料運搬用の負荷機械 $24_1 \sim 24_6$ を駆動する電力変換装置で、図7に示した電力変換装置と同じ構成であるが、コンバータ12のスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ が高いスイッチング周波数で動作するIGBTやMOSFETなどの電圧信号でオン・オフ制御される電圧駆動

形スイッチング素子を用いて構成され、スイッチング周波数 f が数KHz から 10KHz を越える領域で使用される。電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ のコンバータ 12 は、GTO やバイポーラトランジスタ等の電流信号でオン・オフ制御される電流駆動形スイッチング素子を使用し、スイッチング周波数 f が数百Hz から高くても 1.5KHz 位の領域で使用される。

【0034】 25 は少なくとも交流電源 11 から電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ に供給される電流（負荷量）を検出するための検出器、 20 は電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ のスイッチング周波数を決定するための指令信号 $21_1 \sim 21_6$ 及び電力変換装置 23_1 と 23_2 のスイッチング周波数を決定するための指令信号 $26_1 \sim 26_6$ を与える制御部、その他は図 5 と同じもので同一符号を付している。

【0035】上記構成において、電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ は交流電源 11 の電力を所望の電力に変換して負荷機械 $18_1 \sim 18_6$ を駆動し、図 5 の実施例と同様に負荷ライン 22 の原料を運搬しながら製品加工する。また、電力変換装置 23_1 と 23_2 は原料運搬用の負荷機械 $24_1 \sim 24_6$ を駆動する。

【0036】この場合、制御部 20 は電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ のそれぞれの検出負荷量 I に応じて上述実施例と同様にスイッチング周波数の指令信号 $21_1 \sim 21_6$ を出力し、交流電源 11 より給電される合計の交流電力に対して高調波流出電流を低い値に抑制し、また、この電力変換システム全体のスイッチング損失を減少させる。これらの指令信号により、電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ は数百Hz から高くても 1.5KHz 位の領域で負荷量 I に対応して可変制御される。

【0037】また、制御部 20 は交流電源 11 から電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ に供給される合計電流が検出器 25 で検出されると、その合計電流の高調波成分を監視し、交流電源 11 へ流出する高調波電流を抑制するようにスイッチング周波数を決定するための指令信号 $26_1 \sim 26_6$ を出力し、電力変換装置 23_1 と 23_2 は数KHz から 10KHz を越える領域でスイッチング周波数 f が可変制御される。

【0038】また、制御部 20 は交流電源 11 へ流出する所定の高調波成分を減少させるようにスイッチング周波数を決定するための指令信号 $26_1 \sim 26_6$ を出力し、所定の高調波成分を抑制するようにスイッチング周波数 f を可変制御することもできる。この場合、スイッチング周波数をそのままにして制御位相を変えることにより、所定の高調波電流成分を吸収するように制御することもできる。

【0039】本実施例によれば、スイッチング周波数が低く、スイッチング損失が大きい大容量の電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ のスイッチング損失を減少させ、システム全体の運転効率を向上させることができ、更にスイッ

チング周波数が高くスイッチング損失が小さい中小容量の電力変換装置 23_1 と 23_2 で交流電源 11 へ流れる高調波電流の一部を吸収することができる。

【0040】本発明は、PWM制御により交流電力を直流電力に変換するコンバータとして6アームブリッジで成る通常のコンバータなどを用いることができ、図 7 に示す如きNPCインバータに限定するものではない。

【0041】また、図 6 の実施例の場合、電力変換装置 $17_1 \sim 17_6$ では特定の高調波流出電流、例えば低次の高調波流出電流を減少させるようにPWM制御の制御パターンを選択し、この制御パターンを選択したことによる高次の高調波流出電流の増加を電力変換装置 23_1 と 23_2 で吸収して、交流電源 11 への高調波流出電流の各高調波成分をガイドラインの規制値以内とするよう、それぞれの電力変換装置のPWM制御方法を制御部 20 によって選択制御することができる。

【0042】

【発明の効果】本発明の電力変換装置の制御方法によれば、次のような効果が得られる。

(1) 負荷量 I に応じて PWM制御のスイッチング周波数を可変制御できるから、PWM制御によるオン損失やオフ損失が負荷量に対応して変化し、装置の電力損失も減少して、総合的な運転効率を向上させることができる。

(請求項1)

(2) 負荷量 I の増加に対応して PWM制御のスイッチング周波数を減少させるように制御することによって、負荷量 I が大きいときにスイッチング損失が減少し、スイッチング素子自身の発生損失が抑制される。このため、スイッチング素子の冷却が容易となり、小形化が可能となり、低コスト化した経済性の向上した電力変換装置とができる。(請求項2)

(3) 負荷量 I の増加に対応して PWM制御のスイッチング周波数を増加させるように制御することによって、高調波発生電流を負荷量 I に対応して抑制することができ、負荷量 I が小さいときのスイッチング損失を減少させ、軽負荷時の運転効率を向上させることができる。

(請求項3)

(4) 可変制御するスイッチング周波数を特定の比率で変化させることによって、高調波流出電流の次数を近接させることができ、交流電源側に流出する高調波電流を抑制するためのフィルタ回路の構成が容易となり、PWM制御に伴う高調波流出電流のビート現象を抑制することができる。(請求項4)

また、本発明の電力変換システムの制御方法によれば、次のような効果が得られる。

(1) 複数台の電力変換装置の全てが同時に高負荷とならない運転状態の場合、複数台の電力変換装置は、それぞれの負荷量 I に対応して PWM制御のスイッチング周波数が可変制御され、電力変換システム全体としてのスイッチング損失を減少させて運転効率を向上させ、電力変

換システム全体としての高調波流出電流を抑制することができる。(請求項5)

(2) 更に、電力変換システム全体の高調波流出電流を抑制するように、スイッチング動作速度が充分に速い電力変換装置のスイッチング周波数を制御することができ、高調波流出電流をきめ細かく抑制制御することができる。(請求項6)

(3) 複数台の電力変換装置において、スイッチング周波数の低い電流駆動スイッチング素子で構成される電力変換装置の高調波発生電流の所定次数成分を、スイッチング周波数の高い電圧駆動スイッチング素子で構成される電力変換装置側で抑制、吸収などのきめ細かい高調波発生電流の抑制ができるとともに、複数台の電力変換装置の総合運転効率を向上させることができる。(請求項7)

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の請求項1、2及び請求項4に対応する電力変換装置の制御方法の実施例を説明するための図で、電力変換装置の負荷量 I とスイッチング周波数 f の関係を示す特性図。

【図2】上記実施例の作用を説明するための図で、(a) は負荷量 I が I_N 時、(b) は負荷量 I が $2I_N$ 時の電力損失図。

【図3】本発明の請求項1、3及び請求項4に対応する電力変換装置の制御方法の実施例を説明するための図で、電力変換装置の負荷量 I とスイッチング周波数 f の関係を示す特性図。

【図4】上記実施例の作用を説明するための図で、(a) は負荷量 I が I_N 時、(b) は負荷量 I が $2I_N$ 時の電力

損失図。

【図5】本発明の請求項5に対応する電力変換システムの制御方法の実施例を説明するための図で、電力変換システムのシステム構成図。

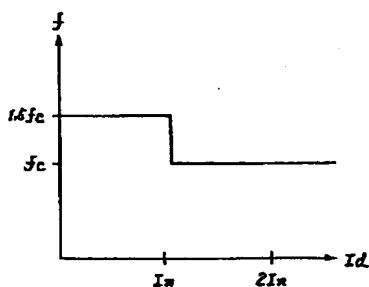
【図6】本発明の請求項6、7に対応する電力変換システムの制御方法の実施例を説明するための図で、電力変換システムのシステム構成図。

【図7】従来技術による PWM 制御電力変換装置の主回路構成図。

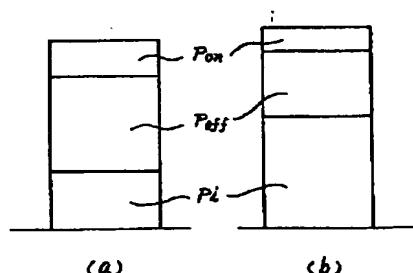
【符号の説明】

1 1…交流電源	1 2…コンバータ
1 3…コンデンサ	1 4…コンデンサ
1 5…インバータ	1 6…負荷
P, N…直流母線	C…中性点
1 2R, 1 2S, 1 2T…3レベル電力変換回路	
D 1～D 4…ダイオード	
S 1～S 4…スイッチング素子	
D 5, D 6…ダイオード	
R, S, T…交流入力端子	
1 7…PWM制御電力変換装置	1 8…負荷機械
1 9…負荷量検出器	2 0…制御機能
2 1…スイッチング周波数指令信号	2 2…負荷ライン
2 3…PWM制御電力変換装置	2 4…負荷機械
2 5…負荷量検出器	2 6…スイッチング周波数指令信号

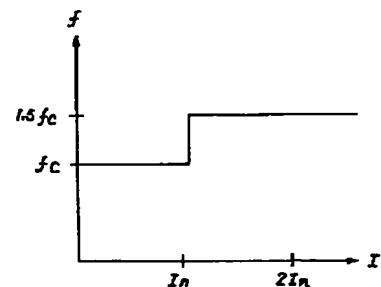
【図1】



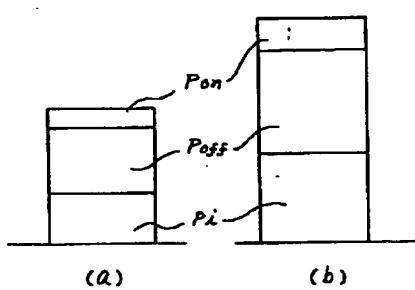
【図2】



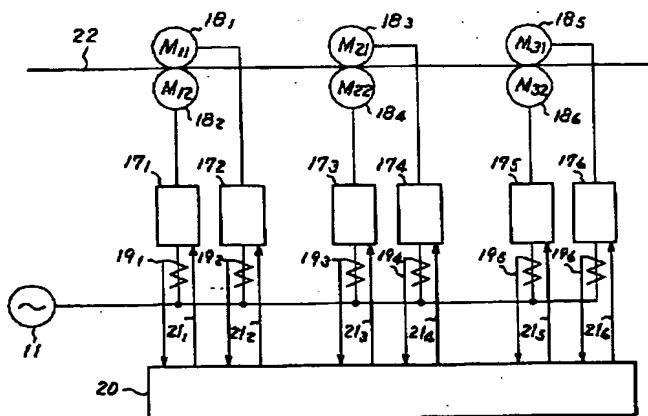
【図3】



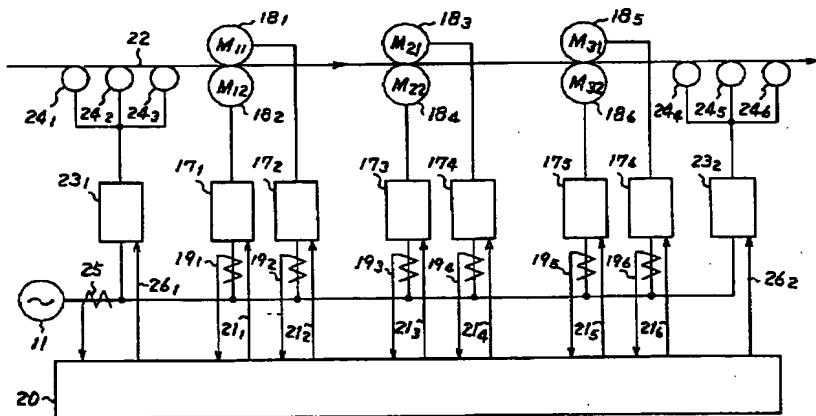
【图4】



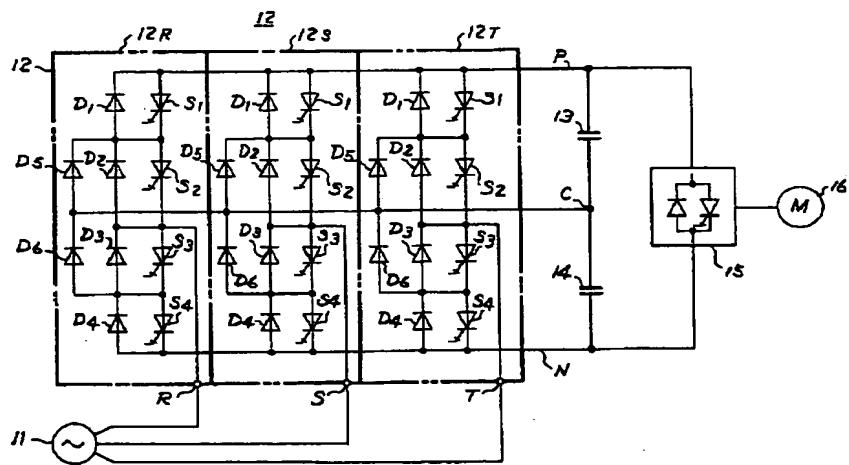
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 02 M 7/757		8110-5H	H 02 M 7/757	
H 02 P 7/63	302		H 02 P 7/63	302 R
// H 02 J 3/18			H 02 J 3/18	D